

특집 : PFC 기술동향

전류주입에 의한 고조파 저감기술의 개발동향

최 세 완

(서울산업대학교 제어계측공학과 교수)

1. 머리말

다이오드 정류기를 앞단에 사용하는 전력 변환시스템에서 입력전류에 다량의 고조파가 발생하여 이 고조파에 의한 많은 문제가 대두됨에 따라 IEEE519 또는 EN61000-3-2(12) 등의 고조파 규제지침이 출현하게 되었으며 최근, 유럽등 선진 각국에서는 수입되는 장비에 이러한 지침을 적용하는 단계에 이르렀다. 이러한 고조파를 저감하는 대표적인 기술로는 다음과 같은 것들이 있다.⁽¹⁾

- 능동전력필터.
- 6-스위치 PWM 정류기.
- Boost 컨버터에 의한 역률개선.
- 다중화방식.
- 전류주입에 의한 고조파저감

능동전력필터는 빠른 응답으로 순시전력보상의 특성이 우수하나 제어가 복잡하고, 고조파만을 보상하기 위하여도 필터장치의 용량이 부하용량의 30%이상(병렬형의 경우)이 되어 비용이 높은 단점이 있어 일부 고조파 발생기가 밀집되어 있는 배전계통등에서 사용하고 있다.

6-스위치 PWM 정류기 역시 성능이 우수하고 사용 수동소자의 정격이 매우 낮은 반면 제어가 복잡하고 스위치의 VA정격이 매우 커 비용이 높다. 이는 반도체 소자의 가격이 하락하는 추세에 따라 회생제동(regenerative braking)등 양방향의 전력 흐름이 필요한 경우에 적합한 방식이다.

3상 다이오드 브리지 뒷단에 Boost 컨버터를 사용하는 방

식은 역률이 1에 가까운 고품질의 입력전류를 얻을 수 있지만 이를 위한 부스트 동작으로 출력전압이 상승하고 불연속모드로 동작시키기 때문에 입력측에 큰 필터가 필요하다. 또한, 스위치 스트레스가 커서 10kW급 이상에서는 적용이 어렵다.

다중화방식은 추가의 다이오드 브리지와 위상변압기등의 수동소자의 결합으로 구성되어 제어가 필요없고 견고하게 동작하며 고차고조파의 증대없이 저차고조파만을 제거하는 방식으로 주로 대용량에 많이 사용되고 있다. 하지만 자기소자(magnetic devices)의 사용으로 가격 및 부피가 큰 단점이 있다.

본 논문에서는 고조파 보상특성이 비교적 양호하고 비용 및 효율 측면에서 장점을 가지며 중·대용량급에도 적용이 가능한 전류주입에 의한 고조파저감 및 역률개선 기술에 관하여 기본원리를 서술하고 이 원리를 적용한 여러 기술의 개발동향을 소개하고자 한다.

2. 전류주입에 의한 고조파저감의 원리

전류주입에 대한 고조파 저감 기술은 주입전류의 발생과 분배의 방식등에 따라 여러 가지 형태로 개발되었는데 그 원리는 주로 3 고조파 전류주입기술로부터 시작된 것이므로 본 절에서는 그 원리를 간략히 서술하기로 한다.

3 고조파 주입에 의한 고조파 저감 기술은 1969년 Bird등⁽²⁾에 의해 그 원리가 제안되었고 그 후 Ametani⁽³⁾는 여러 가지 토폴로지의 정류기에 그 원리를 적용하여 일반화하였다.

그림 1은 3 고조파 전류주입방식의 기본회로 구성을 나타내는데 이는 기존 6-펄스 다이오드 정류기에 주입전류 발생

부와 주입전류 분배부를 추가하여 구성된다. 부하전류를 리플없는 직류전류로 가정하면 3 고조파전류 주입전의 입력전류 i_{sa} 는 그림 1과 같이 되고 이 전류의 고조파 특성은 $6n \pm 1, n=1,2,3 \dots$ 로 5차, 7차, 11차, 13차등의 다수의 저차고조파를 포함하게 된다. 이는 3상의 상전압 중 가장 높은 상에 연결된 상측다이오드와 가장 낮은 상에 연결된 하측다이오드 두 개만이 각각 120° 동안 도통하기 때문에 가장 높지도 가장 낮지도 않은 상에 연결된 다이오드가 도통하지 않으므로 결국 해당 상의 입력전류에 불연속 구간이 생겨 고조파가 발생되는 것이다. 따라서, 전류주입법의 기본원리는 각 상에 전류를 주입하여 이 불연속 구간을 매꿔줌으로써 입력전류의 파형을 개선하는 것이다.

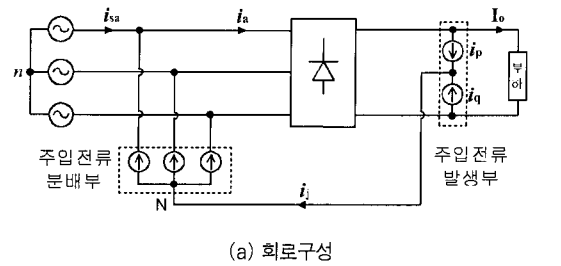
이때, 주입전류 i_p 는

$$i_p = i_q = kI_o \sin(3\omega t - \phi) \tag{1}$$

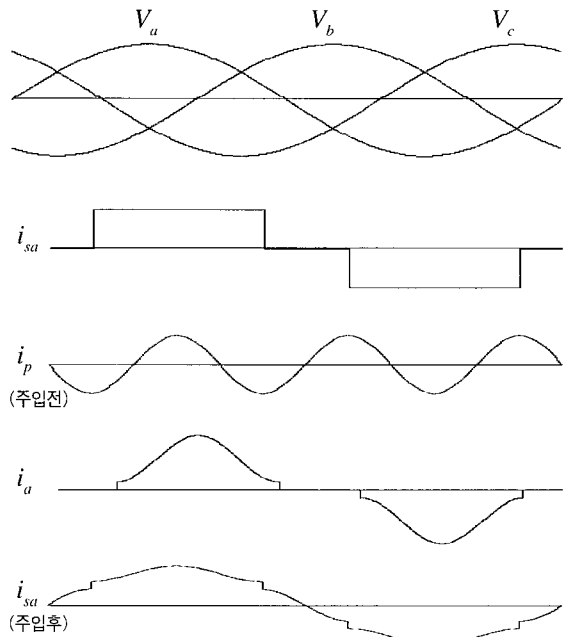
로 하여 입력전류의 전체 고조파왜율(Total Harmonic Distortion)과 변위역률(Displacement Power Factor)이 최적의 상태가 되도록 주입전류의 크기 k 와 위상 ϕ 을 결정한다. 이 3 고조파전류 주입후 입력전류의 파형 i_{sa} 는 그림 1과 같이 거의 정현파에 가깝게 되고 최적의 k 와 ϕ 에 대하여 이론적으로 5.1%의 고조파왜율과 1의 변위역률을 갖는다.

주입전류 분배방식은 그림 2(a)~2(d)와 같이 자기소자로 구성된 수동형과 그림 2(e)와 같이 양방향 스위치로 구성된 능동형의 방식이 있다. 그림 2(a)는 발생된 전류를 Y형 변압기의 중성점에 주입하여 3상에 분배하는데 이때 순환삼형 변압기로 Y형 변압기 각상의 전류를 같게 되도록 한다. 주입되는 전류는 3 고조파(third harmonic) 또는 홀수의 3배 고조파(odd triplen harmonics)의 영상성분(zero sequence components)이며 이 변압기는 전류의 영상성분에 대하여 매우 낮은 누설임피던스를 가지고 이외의 정상(positive sequence) 또는 역상(negative sequence)성분에 대하여 높은 임피던스를 갖는다.^[4] 그림 2(b)는 지그재그 변압기로서 동작 및 원리는 그림 2(a)의 방식과 같고 변압기의 VA정격이 더욱 낮은 장점이 있다. 또한, 그림 2(c)와 같이 3차 주파수에 가깝게 동조된 L-C회로로 전류를 주입하는 방식이 있는데^[5], 이 방식은 안정된 환경에서 기본파에 대하여 진상의 역률을 갖게하는 부가적인 장점이 있으나 전원임피던스와의 공진이 발생하거나 커패시터의 작은 변화에 너무 민감하게 되어 입력전류의 고조파를 증대시킬 수 있으므로 실용화는 어렵다.

이러한 자기소자를 사용하는 주입전류 분배회로의 VA용량은 입력용량의 약 20%정도가 되는데 전압비를 다르게 하는 경우나 중·대용량급에서는 정류기 앞단에 전원과의 분리를 위하여 절연변압기(isolation transformer)를 사용하는 경우



(a) 회로구성



(b) 주요 전류 파형

그림 1 3 고조파 전류주입법

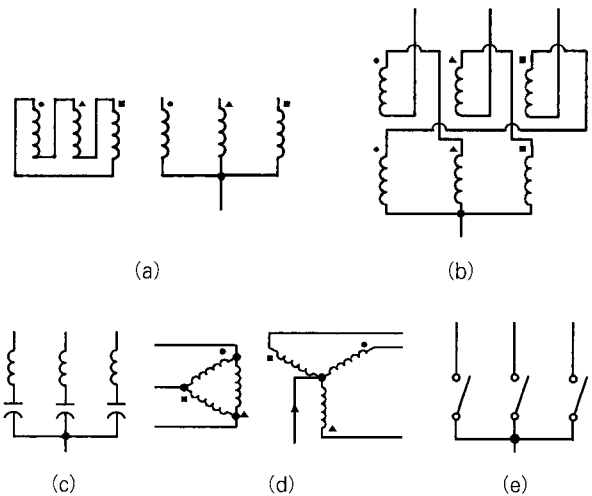


그림 2 주입전류 분배회로

에는 별도로 주입전류 분배회로를 사용할 필요없이 그림 2(d)와 같이 절연변압기 2차측 Y형 변압기의 발생된 전류를 직접 주입하면 된다.¹⁶⁾

이제까지 언급한 그림 2(a)에서 2(d)의 수동형의 주입전류 분배방식은 모두 각상에 동일한 전류가 흐르도록 한다. 즉

$$i_{ja} = i_{jb} = i_{jc} = \frac{1}{3} i_j \quad (2)$$

또한, 전원이 3상 평형인 경우

$$v_N = \frac{1}{3}(v_a + v_b + v_c) = 0 \quad (3)$$

이 되어 전원측 접지점 'n'과 전류 분배회로의 중성점 'N'은 같은 전위를 갖게 된다.

그러나, 3개의 양방향 스위치로 구성된 그림 2(e)의 방식으로 주입전류를 분배하는 경우는 스위치가 동시에 1개 또는 2개만 도통하므로 식(2)와 (3)을 만족하지 않는다. 이 방식은 적절한 스위치의 동작으로 부하변동에 따른 주입전류의 크기를 제어할 수 있고 주입전류 분배회로의 부피 및 무게를 작게 할 수 있으나, 역률을 더욱 개선시키기 위하여 고주파의 스위칭을 하는 경우에는 중·대전력급에 적용이 어렵게 된다. 또한, 주입전류의 발생방식에는 제어의 필요성여부에 따라 수동형과 능동형으로 크게 분류할 수 있는데 다음 절에서는 이들의 대표적인 기술에 대하여 논의한다.

3. 수동형의 전류주입법

3.1.3 고주파 주입방식

그림 3은 3 고주파 주입방식에 의한 고주파 저감기술의 한 예를 나타낸다.^{7,8)} 이 방식은 주입전류 분배회로로서 그림 2(a)의 변압기를 사용하여 영상성분에 대한 임피던스를 작게 함으로써 3 고주파 전류의 주입을 용이하게 하고 있다.

주입전류의 발생회로에서 커패시터와 인덕터는

$$\frac{1}{\sqrt{2CL}} = 3\omega_s \quad (4)$$

의 공진조건을 만족해야 하고, 주입전류의 크기는 부하의 크기에 따라 저항 R에 의하여 결정한다. 이러한 방식으로 입력 전류에 최소의 THD를 얻기 위하여 필요한 저항에서의 손실은 입력전력의 8.6%이다. 또한, 주입전류 i_j 에는 영향을 미치지 않지만 전압 v_p 와 v_q 의 짝수 3배 고주파에 의해 전류 i_p 와 i_q 의 불일치로 인하여 입력전류 파형이 왜곡되며, 이것을 개선하기 위하여 입력전류의 약 16%정도의 VA용량을 갖는 1:1 변압기를 사용한다.¹⁸⁾ 이 수동형의 3 고주파 주입방식은 회로

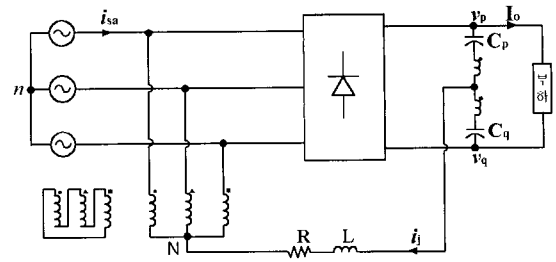


그림 3 수동형 3 고주파 전류주입 방식^{7,8)}

구성이 간단하고 제어가 필요없으며 효율도 90%이상이므로 저가로 중·대전력급에 응용할 수 있다. 그러나 부하가 변동하면 입력전류에 왜곡이 생기므로 일정한 부하를 요구하는 경우에만 적용이 제한된다.

3.2 부하전류 재주입방식

Baird⁹⁾ 등에 의해 제안된 부하전류 재주입방식은 주입전류

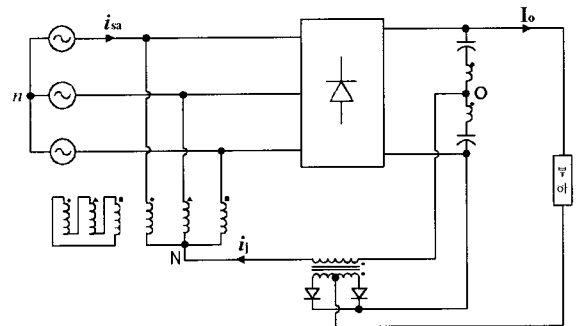


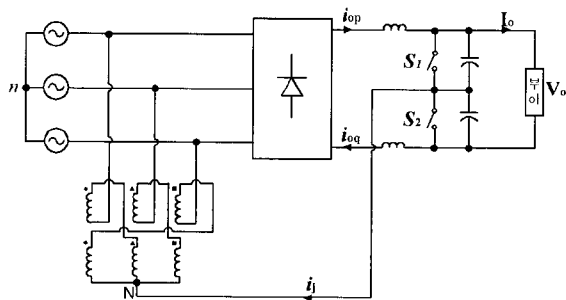
그림 4. 부하전류 재주입 방식의 12-펄스 정류기¹⁰⁾

발생회로에 수동소자 및 다이오드등의 스위칭 소자를 사용하며, 이 원리를 이용하여 개발된 12-펄스 정류기를 그림 4에 나타낸다.¹⁰⁾ 이 방식은 전원주파수에 따라 Y형 변압기의 중성점 'N' 과 직류링크단의 중성점 'O' 사이의 변압기에 유기된 홀수의 3배 주파수 리플전압이 보조 다이오드를 전류(commutation)시켜 부하전류가 주입되며 이때 주입전류의 위상이 입력전류와 맞춰진다. 이 부하전류 재주입방식의 장점은 부하전류의 크기에 대한 주입전류의 크기가 자동적으로 조정되어 입력전류의 파형특성이 유지된다는 것이다. 또한, 그림 3의 3 고조파 주입방식에서는 주입전류 발생부의 저항에서 전력의 손실이 있지만 부하전류 재주입방식에서는 주입전류 발생부에서 취해진 전력이 다시 부하에서 사용할 수 있도록 되돌려지므로 효율이 높아진다. 그러나 그림 4의 방식으로 입력전류는 계단파의 12-펄스 파형으로 THD가 14%정도로 제한된다. 이를 개선하기 위하여 주입전류 발생부에 L-C 필터를 추가하여 주입되는 전류의 고차고조파를 감소시켜 입력전류의 THD를 더욱 낮춘 방식¹¹⁾과 12-펄스 정류기에 부하전류 재주입의 원리를 이용하여 24-펄스 동작화함으로써 입력전류의THD를 5%대로 낮추는 방식¹²⁾등이 제안되었다.

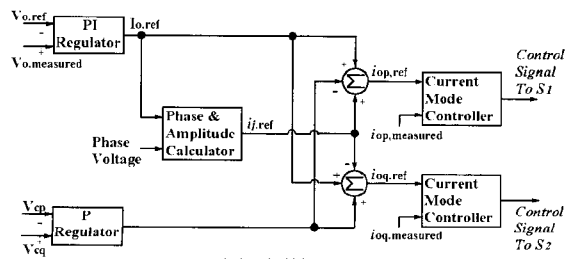
4. 능동형의 전류주입법

4.1 컨버터에 의한 주입전류발생

그림 5는 2대의 Boost 컨버터로 3 고조파 전류를 발생시키는



(a) 회로구성



(b) 제어블록도

그림 5 2대의 Boost 컨버터에 의한 전류주입방식¹³⁾

고 이를 지그재그 변압기를 통하여 입력측에 주입하여 고조파를 저감하는 방식을 나타낸다.¹³⁾ 제어블록도에서 보듯이 3 고조파 주입전류의 크기와 위상은 상전압과 출력전압 지령치로부터 계산되며, 이로부터 직류측 2대의 인덕터에 3 고조파에 의한 변조전류를 흐르도록 스위치를 제어한다. 또한 상측과 하측커패시터에 균등한 전압을 유지하도록 한다. 이 방식은 출력전압조정의 부가적인 기능이 있으나 회로에 직렬로 연결된 다이오드에 손실이 발생하여 효율이 좀 떨어진다.

그림 6은 1대의 Boost 컨버터로 3 고조파 주입전류를 발생시키는 방식¹⁴⁾으로 주입전류의 지령치 전원과의 동기가 필요 없고 Boost 컨버터의 출력이 직류링크단에 연결되므로 출력전압 레플루프가 필요치 않아 제어가 간단하다. 또한, 회로에 직렬로 소자가 연결되지 않기 때문에 전력손실이 적다. 이 방식은 표준형 PWM 가변속 구동장치등에 있는 Braking Chopper를 이용하면 별도의 보조회로 없이 간단히 구성할 수 있어 경제적이다. 이 방식에 의한 입력전류의 THD는 전 원임피던스에는 민감하지 않지만 직류측 인덕턴스가 작을 때

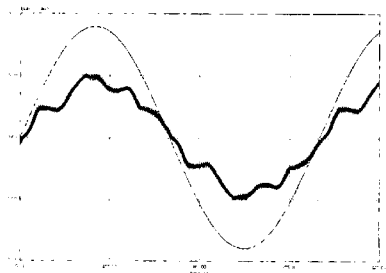
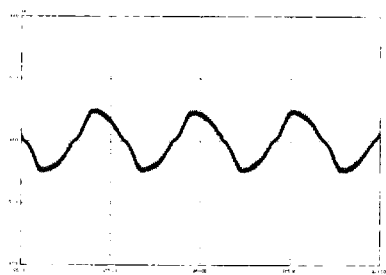
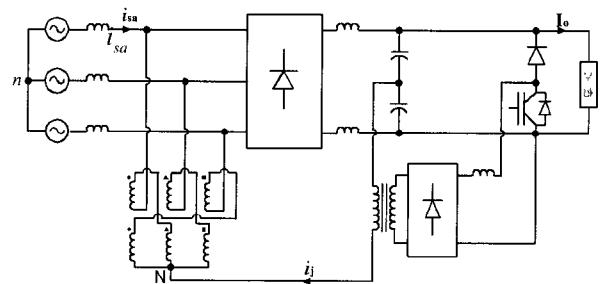


그림 6 1대의 Boost 컨버터에 의한 전류주입방식¹⁴⁾

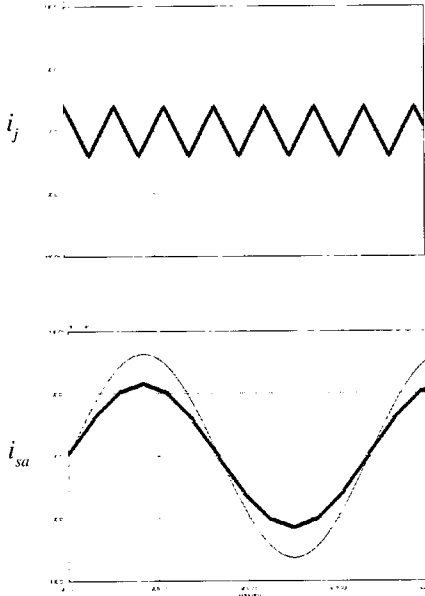
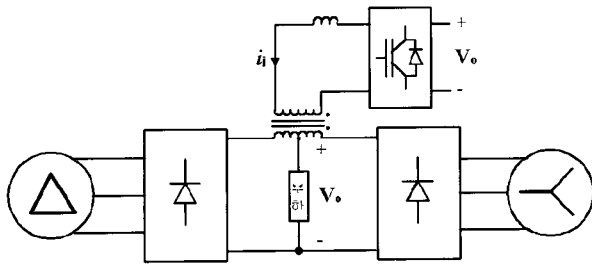


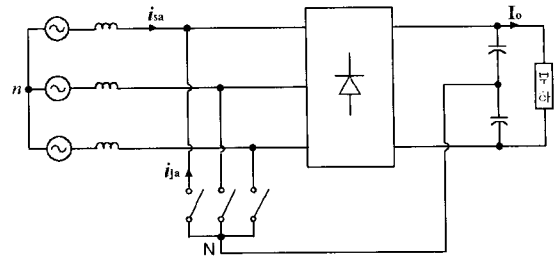
그림 7 12-펄스 정류기의 상간리액터에 전류를 주입하는 방식^[15]

왜곡이 생기므로 설계시 인덕턴스를 충분히 해야 한다.

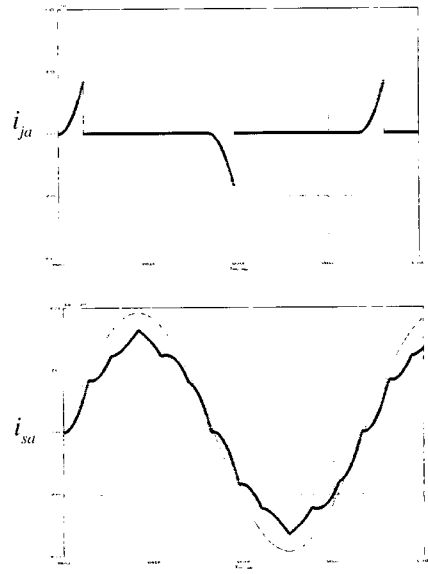
한편, 더욱 큰 전력이 요구되는 분야에서는 그림 7과 같이 12-펄스 다이오드 정류기의 상간리액터에 6배 고조파성분을 갖는 삼각파형의 전류를 주입하면 THD가 2%정도인 정현파에 가까운 입력전류를 얻을 수 있다.^[15] 이 때 주입전류원의 용량은 부하전력의 3%이내이므로 작은 용량의 단상 인버터로 구현할 수 있다. 이 방식은 입력측 위상변압기를 반드시 사용해야 하므로 전원과의 분리나 전압의 상승 및 하강이 필요한 응용분야에 적용하면 효과적이다.

4.2 양방향 스위치에 의한 전류주입방식

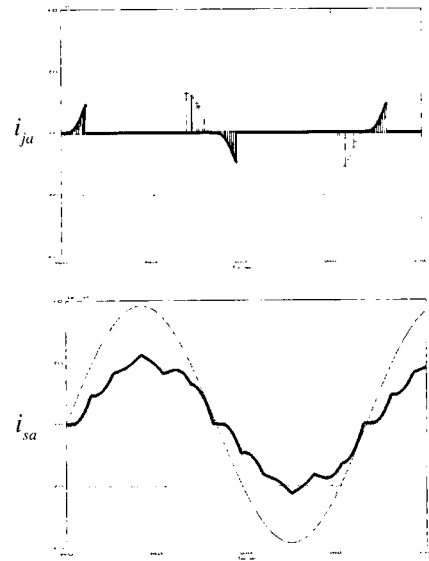
그림 8(a)는 변압기등 수동소자를 사용하지 않고 3개의 양방향 스위치만을 사용하여 주입전류의 발생과 분배를 일체화한 방식의 회로 구성을 나타낸다.^[16-18] 양방향 스위치를 저주파로 동작시켜 적용용량을 높이거나^[16] 고주파로 동작시켜 입력전류의 성능을 높이는 방식이 있다.^[17-18]



(a) 회로구성



(b) 저주파 스위칭 동작파형^[16]



(c) 고주파 스위칭 동작파형^[17]

그림 8 양방향 스위치에 의한 전류주입방식

그림 8(b)는 상전압의 영점(zero crossing)이 α° 동안 각 스위치를 도통시켜 전류를 주입시키는 방식으로 스위치의 동작 주파수가 120Hz로 낮아 제어가 간단하며 비교적 용량이 큰 부하에 적용이 가능하다.^[16] 또한 이 제어각 α° 에 의해 약간의 범위 내에서 출력전압을 조정할 수 있지만 부하가 변동하면 변위역률이 1이 되는 임계 인덕턴스 값이 달라지므로 입력전류에 왜곡이 발생한다. 따라서 이 방식은 부하변동이 거의 없는 응용에서 효과적이다.

한편, 그림 8(c)는 상전압의 영점전 30° 와 영점 후 30° 동안 부하변동에 따라 각각 다른 듀티비로 스위치를 PWM 동작시키는 방식으로 20%에서 100%까지의 부하변동에도 6%에서 14%의 입력전류의 THD를 유지한다. 하지만 이 방식은 스위치뿐만 아니라 정류다이오드도 수 kHz의 고주파 동작을 하므로 적용가능한 부하의 용량은 10kW급 이내로 제한된다.^[17]


이러한 양방향 스위치에 의한 전류주입방식은 전력회로의 구성이 간단하며 비용 및 용적등의 측면에서 장점을 가지고 직류링크 인덕터가 없는 커패시터 입력형 정류회로에서도 잘 동작한다. 그러나, 입력전류 파형이 입력측 교류인덕턴스에 민감하기 때문에 약간의 불평형이나 환경변화에 의한 인덕턴스의 변화에 고조파 저감효과가 떨어지는 단점이 있다.

5. 맺음말

본 논문에서는 3상 다이오드 정류기에 보조회로를 추가하여 전류를 주입함으로써 입력전류의 고조파를 저감하는 기술에 관하여 이제까지 제안된 여러 가지 방식을 분류하고 각 방식의 원리, 특징 및 장·단점에 관하여 고찰하였다. 이 전류주입에 의한 고조파 저감기술은 순시보상능력이나 입력전류의 고조파특성이 능동전력필터나 PWM 정류기에 비해 다소 떨어지는 측면도 있으나, 응용분야에 따라 저가적으로 실용화할 수 있으며 수동형의 방식이나 컨버터로 전류를 주입하는 일부 능동형의 방식은 100kW 이상의 중·대전력급에서도 적용할 수 있다. 본 논문을 위해 여러 방식의 전류주입법을 비교·분석하면서 필자는 "이런 방식이 저런 방식보다 모든 면에서 절대 우위를 갖지는 않는다"는 평범한 공학적인 원칙을 새삼 깨달았다. 단지 응용분야에 맞게 여러 가지 설계요소를 상호절충(trade-off)한다면 만족할 만한 성능을 얻을 수 있을 것으로 사료된다.

현재 국외에서는 이러한 고조파저감기술에 대한 실용화가 논의되고 있으며 이미 일부방식이 실용화된 예도 보고되고 있는데 반하여, 국내에서는 이러한 방식에 대한 연구 및 논의가 저조한 실정이다.

이에 본 논문에서 소개한 여러 가지 전류주입에 의한 고조파 저감방식들이 이 분야에 관심을 갖고있는 국내의 연구자들에게 도움이 되길 바라며 각 응용분야에서 적합하게 실용

화되기를 기대한다. 

참고 문헌

- [1] M. Rastogi, R. Naik, and N. Mohan, "A Comparative Evaluation of Harmonic Reduction Techniques in Three-Phase Utility Interface of Power Electronic Loads", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.30, No. 5, pp.1149~1155, September/October 1994.
- [2] B. M. Bird, J. F. Marsh, and P. R. McLellan, "Harmonic Reduction in Multiplex Convertors by Triple-frequency Current Injection", Proc. IEE, Vol. 116, No. 10, pp.1730~1734, 1969.
- [3] A. Ametani, "Generalised Method of Harmonic Reduction in AC-DC Convertors by Harmonic Current Injection", Proc. IEE, Vol. 119, No. 7, pp. 857~864, July 1972.
- [4] P. Anderson, Analysis of Faulted Power Systems. Ames, IA: Iowa State Univ. Press, 1973, pp. 251~257.
- [5] N. Mohan, M. Rastogi, and R. Naik, "Analysis of a New Power Electronics Interface with Approximately Sinusoidal 3-Phase Utility Currents and a Regulated DC Output," IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 8, No. 2, pp.540~546, April 1993.
- [6] W. B. Lawrance and W. Mielczarski, "Harmonic Current Reduction in a Three-Phase Diode Bridge Rectifier", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 39, No. 6, pp.571~576, December 1992.
- [7] S. Kim, P. Enjeti, P. Packebush, and I. J. Pitel, "A New Approach to Improve Power Factor and Reduce Harmonics in a Three-Phase Diode Rectifier Type Utility Interface", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 30, No. 6, pp.1557~1564, November/December 1994.
- [8] P. Pejovic and Z. Janda, "An Improved Current Injection Network for Three-Phase High-Power-Factor Rectifiers that Apply the Third Harmonic Current Injection", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 47, No. 2, pp.497~499, April 2000.
- [9] J. F. Baird and J. Arrilaga, "Harmonic Reduction in D.C.-Ripple Reinjection", Proc. IEE, Vol. 127, Pt. C, No. 5, pp.294~303, September 1980.

- [10] S. Masukawa, S. Iida, "An Improved Three-Phase Diode Rectifier for Reducing AC Line Current Harmonics", in Proc. 7th Euro. Conf. Power Electron. Applicat., Vol. 4, Trondheim, Norway, pp.4.227~4.232 Sept. 8-10, 1997.
- [11] P. Pejovic, "Two Three-Phase High Power Factor Rectifiers that Apply the Third Harmonic Current Injection and Passive Resistance Emulation", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 15, No. 6, pp.1228~1240, November 2000.
- [12] S. Choi, B. Lee, and P. Enjeti, "New 24-Pulse Diode Rectifier Systems for Utility Interface of high-Power AC Motor Drives", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 33, No. 3, pp. 531~541, March/April 1997.
- [13] R. Naik, M. Rastogi, and N. Mohan, "Third-Harmonic Modulated Power Electronics Interface with Three-Phase Utility to Provide a Regulated DC Output and to Minimize Line-Current Harmonics", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 31, No. 3, pp. 598-602, May/June 1995.
- [14] S. Hansen, P. Enjeti, J. Hahn, and F. Blaabjerg, "An Integrated Single-Switch Approach to Improve Harmonic Performance of Standard PWM Adjustable-Speed Drives", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 36, No. 4, pp.1189~1196, July/August 2000.
- [15] S. Choi, P. Enjeti, H. Lee, and I. J. Pitel, "A New Active Interphase Reactor for 12-Pulse Rectifiers Provides Clean Power Utility Interface", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 32, No. 6, pp.1304~1331, November/December 1996.
- [16] E. L. M. Mehl, and I. Barbi, "An Improved High-Power Factor and Low-Cost Three-Phase Rectifier", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 33, No. 2, pp.485~492, March/April 1997.
- [17] F. Daniel, R. Chaffai, Kamal Al-Haddad, and R. Parimelalagan, "A New Modulation Technique for Reducing the Input Current Harmonics of a Three-Phase Diode Rectifier with Capacitive Load", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 33, No. 5, pp.1185~1193, September/October 1997.
- [18] J. C. Salmon, "Operating a Three-Phase Diode Rectifier with a Low-Input Current Distortion Using a Series-Connected Dual Boost Converter", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 11, No. 4, pp.592~603, July 1996.

〈 저 자 소 개 〉



최세완(崔世琬)

1963년 3월 3일생. 1985년 인하대학교 전자공학과 졸업(학사). 1992년 미국 Texas A&M Univ. 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 동 대학원 졸업(박사). 1985년~1990년 대우중공업 중앙연구소 주임연구원. 1996년~1997년 삼성전기 종합연구소 수석연구원. 1997년~현재 서울산업대 제어계측공학과 조교수. 당 학회 편집위원.